

The Title: METHOD FOR PRESUMING CHANNEL

Korean Patent Publication No.: 2001-0054456

Publication Date: July 2 of 2001

Applicant(s): LG INFORMATION & COMM, LTD. (KR)

Application No.: 10-1999-0055272

Filing Date: December 6 of 1999

The present invention relates to mobile communication, or more particularly to a method and device, which can estimate continually varying channels in a more accurate manner by simultaneously using a pilot channel and a data channel at a receiver end of the next-generation mobile communication system.

In this regard, the present invention provides a method and device, which can estimate continually varying channels in a more accurate manner by enhancing accuracy of temporary decisions for compensating data symbols at the time of simultaneously using a pilot channel and a data channel for estimating channels at a receiver end of the next-generation mobile communication system.

12-1

복합이 속하는 기술 및 그 분야의 공리기술

본 발명은 이동통신에 관한 것으로, 특히 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널과 데이터채널을 동시에 이용하여 계속 변화 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있도록 한 방법 및 그에 따른 장치에 관한 것이다.

일반적으로 3세대 공동 프로젝트(Third Generation Partnership Project ; 이하, 3GPP 라 약칭함)가 제안하고 있는 비동기 방식의 차세대 이동통신 시스템에서는 상향링크채널 및 하향링크채널에서 모두 코히어런트(Coherent) 방식을 채택하고 있다.

이 때문에 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서는 페이딩 채널의 위상과 진폭의 특성을 보상하는 채널 추정 기법이 필수적으로 사용된다.

코히어런트 방식의 수신기를 구현하기 위해서는 기지국(BS : Base station)과 이동국(MS : Mobile station) 간에 미리 약속된 파일럿(pilot)을 송수신 한다. 이 때 수신기가 미리 약속된 파일럿을 수신해 보면, 사용된 채널의 위상과 진폭의 특성을 추출해 낼 수 있으며, 이를 이용하여 데이터 심볼(data symbol)의 왜곡을 보상한다. 이와 같이 기존에는 파일럿만을 채널 추정(channel estimation)에 이용하였다.

여기서 파일럿은 두 가지 방식에 의해 첨가되어 전송되는데, 그 중 하나는 시간분할 다중(TDM : Time Division Multiplexing) 형태로 파일럿을 삽입하여 전송하는 파일럿 심볼에 의한 방식(pilot symbol aided techniques)이 있으며, 다른 하나는 코드분할 다중(CDM : Code Division Multiplexing) 형태로 파일럿과 데이터를 혼합하여 전송하는 파일럿채널에 의한 방식(pilot channel aided techniques)이 있다. 여기서 말하는 파일럿채널은 전용물리제어채널(DPCH)의 일부분으로 실제적으로는 전용물리제어채널(DPCH)의 파일럿 필드를 의미한다.

3GPP의 하향링크채널은 시간분할 다중(TDM) 방식으로 파일럿이 삽입되며, 상향링크채널은 코드분할 다중(CDM) 방식으로 파일럿채널이 추가된다.

이를 위한 종래의 상향링크 송신기의 구성을 이하 설명한다.

도 1은 일반적인 상향링크 송신기의 일부 구조를 나타낸 도면이다.

도 1에 도시된 상향링크 송신기는 3GPP 무선 접속 네트워크(RAN) 규격에 따른 상향링크 전용물리채널(DPCH : Dedicated Physical Channel)에 대한 확산 및 스크램블을 위한 것이다.

상향링크 전용물리채널(DPCH)은 데이터 전송을 위한 전용물리데이터채널(DPDCH)과 파일럿을 포함한 제어 신호 전송을 위한 전용물리제어채널(DPCH)이 각각 1채널 지류와 0채널 지류로 나뉜다.

1채널 지류의 전용물리데이터채널(DPDCH)과 0채널 지류의 전용물리제어채널(DPCH)은 각각 두 개의 서로 다른 채널화 코드(channelization code)($\mathbf{W}_b, \mathbf{W}_c$)에 의한 칩율(chip rate)로 확산된다.

각 채널 지류에서 두 채널은 합산되어 실수와 허수가 더해진 복소 형태를 지니게 되며, 이후 다시 특정한 복소 스크램블링 코드(Complex Scrambling Code)인 \mathbf{C}_{scram} 에 의해 복소 스크램블링 된다.

복소 스크램블링된 신호는 이후 실수부분(Real)과 허수부분(Imag)으로 분리되어 각각의 반송파에 실려 전송된다.

이 경우 송신기에서 전송되는 신호 $s(t)$ 는 다음 식 1이 된다.

$$s(t) = [X_1 W_b(t) + jX_0 W_c(t)] C_{scram}(t)$$

상기한 식 1에서 t 를 칩 타임 인덱스, i 를 심볼 인덱스라 하고, 복소 스크램블링 코드가 $C_{scram}(t) = C_b(t) + jC_c(t)$ 이다. 또한 전용물리데이터채널(DPDCH)의 채널화 코드는 $\mathbf{W}_b(t)$ 이며 전용물리제어채널(DPCH)의 채널화 코드는 $\mathbf{W}_c(t)$ 이다. β 는 파일럿채널 대 데이터채널 전력비율(PDR : Pilot to Data channel power Ratio)이다.

상기한 식 1의 전송신호에 대한 시변 다중경로 채널(time-varying multi-path channel)의 임펄스 응답은 다음 식 2와 같다.

$$h(t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \exp(j\phi_p) \exp(j2\pi f_d t)$$

상기한 식 2에서 p 는 다중경로를 나타내는 인덱스이며, 그 밖의 요소들 α_p 는 p 번째 다중경로의 실제 진폭, ϕ_p 는 p 번째 다중경로의 지연, ϕ_p 는 p 번째 다중경로의 위상, f_d 는 p 번째 다중경로의 도플러 쉬프트(doppler shift)이다.

p 번째 다중경로의 채널응답을 기저대역으로 표현하면, 다음 식 3과 같이 단순화할 수 있다.

$$h_p(t) = \alpha_p \exp(j\phi_p) \exp(j2\pi f_d t)$$

여기서 $\hat{h}_p(t) = \alpha_p \exp(j\phi_p) \exp(j2\pi f_d t)$ 이며, 이는 채널 추정에서 보상해야 할 위상값이다.

p 번째 다중경로의 수신신호를 기저대역으로 표현하면 다음 식 4와 같이 되며, 식 4에서 칩 단위의 잡음

신호인 $r(n)$ 의 전력은 P 이다.

도 2는 일반적인 상향링크 수신기의 일부 구조를 나타낸 도면이다.

도 2의 수신기로 입력되는 다중경로를 통한 수신신호 $r(n)$ 은 특정한 복소 디스크램블링 코드인 $C_{descram}$ 에 의해 디스크램블링(descrambling)된다.

디스크램블링된 수신신호는 각각 I채널 지류와 Q채널 지류로 나뉜다.

I채널 지류의 데이터채널과 Q채널 지류의 파일럿채널은 각각 두 개의 서로 다른 채널화 코드(channelization code)($C_{ch,0,12}$, $C_{ch,0,11}$)에 의해 역확산된다.

이후 파일럿채널에 대해 역확산된 파일럿 심볼을 이동 평균(Moving average)한 후 $-j$ 를 곱하면 채널 추정값이 구해진다.

다음 역확산된 데이터채널의 데이터 심볼에 대한 이동 평균(Moving average) 채널 추정값은 파일럿 심볼에 의한 채널 추정값에 공액(conjugation)을 취한 값으로 정할 수 있다.

이 때 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)를 계산하여 데이터채널의 왜곡을 보상하는데 적용하는데, 보통 채널 추정 오차는 항상 존재한다고 볼 수 있다. 따라서 실질적인 비트 오류율(BER)을 구하기 위해서는 채널 추정 오차에 의해 손실되는 신호 대 간섭 비율(SIR_{loss})을 계산하여 평균 신호 대 잡음 비율(SNR)에 반영한다.

이러한 경우에 비트 오류율(BER)을 정량 분석(analysis)하면 각각의 다중경로 수에 따라 도 3과 같은 결과가 나온다.

또한 시뮬레이션(Simulation) 결과와 상기한 정량 분석 결과를 비교해 보면 도 4와 같은 결과가 나온다. 이 때 핑거(finger=다중경로)의 수는 3개, 4개인 경우이며, 약 0.5dB~1.0dB 정도의 오차가 있음을 알 수 있다.

이 때 시뮬레이션 결과의 경우는 실제 각 다중경로 간에 직교성이 깨져, 다중경로 간의 간섭현상이 반영되므로 이러한 성분 왜곡을 더 심하게 만든다. 이 때문에 비트 오류율(BER)이 좀더 나빠지는 것으로 해석할 수 있다.

그런데 파일럿채널과 데이터채널을 함께 이용하여 채널을 추정하는 경우에는, 상기와 같이 먼저 파일럿만을 이용하여 이동 평균에 의한 각 핑거의 초기 채널 추정(1차 채널 추정)을 수행한 다음 1차 채널 추정에 의해 구해진 채널 추정값으로 데이터 심볼을 보정한 후 각 데이터를 잠정적으로(temporary) 판정(decision)하였다.

그 다음 각 핑거의 잠정 판정값을 데이터 심볼 복조의 기준으로 하여 해당 각 핑거의 데이터를 복조(demodulation)하고 복조된 데이터 심볼 및 파일럿 심볼을 동시에 이용하여 다시 2차 채널 추정을 수행하였다.

이렇게 파일럿채널과 데이터채널을 모두 이용하여 채널을 추정하는 것은, 전용물리제어채널(OPCCH)의 전력에 전용물리데이터채널(DPDCCH)의 전력보다 작기 때문이다.

그러나 이와 같이 2차 채널 추정에서 데이터채널을 그냥 이용할 경우 잠정 판정(temporary decision)의 정확도에 문제가 생기므로, 전용물리제어채널(OPCCH)의 파일럿만을 이용하는 경우와 비교하여 탁월한 이득 상승이 없다.

다시 말하자면, 이동 평균에 의한 초기 채널 추정에서 구해진 채널 추정값으로 데이터 심볼을 보정한 후 잠정 판정을 수행하는 기준의 경우에는, 잠정 판정값에 대한 정확도를 검증하지 않음으로 인해 각 핑거에서의 판정값 오류를 보상해 줄 수 없다는 것이다. 이 때문에 상기 2차 채널 추정에서 파일럿 심볼과 함께 이용되는 데이터 심볼이 잘못된 복조 기준에 의해 복조될 수 있다는 것이다.

본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은 상기한 점을 감안하여 안출한 것으로, 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널 및 데이터채널을 동시에 채널 추정에 이용하고자 할 때 데이터 심볼을 보상하기 위한 잠정 판정의 정확도를 높이고, 이를 통해 계속 변화 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있도록 한 방법 및 장치를 제공한다.

상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 채널 추정 방법의 특징은, 다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 단계와, 상기 수행된 1차 채널 추정에 의한 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 각 잠정 판정값을 계산하는 단계와, 동일 타이밍에서 계산된 상기 각 잠정 판정값을 비교하는 단계와, 상기 비교 결과에서 서로 일치되는 동일 타이밍의 잠정 판정값들이 일정 비율 이상이 되는 해당 데이터 심볼을 이용하여 2차 채널 추정을 수행하는 단계로 이루어진다.

바람직하게는, 상기 2차 채널 추정을 수행하는 단계가 상기 비교 결과에서 동일 타이밍의 잠정 판정값들이 각 경로에 대해 모두 일치되는 해당 데이터 심볼을 이용하여 상기 2차 채널 추정이 수행된다.

또한 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 채널 추정 장치의 특징은, 다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 제1 채널 추정부와, 상기 제1 채널 추정부의 각

경로별 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 각 잠정 판정값을 계산하는 잠정 판정부와, 상기 잠정 판정부에서 계산된 각 잠정 판정값을 비교하여 동일 타이밍의 잠정 판정값들이 서로 일치되는 해당 데이터 심볼의 복조 기준을 출력하는 판정값 비교부와, 상기 판정값 비교부에서 제공된 복조 기준에 따라 해당 데이터 심볼을 복조하고, 이 복조된 데이터 심볼과 상기 파일럿 심볼과 함께 이용하여 2차 채널 추정을 수행하는 제2 채널 추정부로 구성된다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명에 따른 채널 추정 방법 및 장치를 첨부된 도면을 참조하여 설명한다.

도 5는 본 발명에 따라 파일럿채널과 데이터채널을 동시에 이용하여 채널을 추정하는 장치 구성을 나타낸 블록도이다.

도 5를 참조하면, 일단 제1 채널 추정부(100)로 입력되는 다중경로를 통한 수신신호 $r(n)$ 은 특정한 복소 디스크램블링 코드인 $C_{desc, 225}$ 에 의해 디스크램블링(descrambling)된다.

디스크램블링된 수신신호 $r(n)$ 은 다음 식 5가 된다.

$$r(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i(n) \cdot C_{desc, 225}(n) \quad (5)$$

식 5에서 전용물리제어채널(DPCCH)의 파일럿 필드(pilot field)는 $x_i, i=1$ 이므로, 이를 이용하면 채널 추정이 가능하다.

디스크램블링 이후 I채널 종류의 전용물리데이터채널(DPDCH)과 Q채널 종류의 전용물리제어채널(DPCCH)은 각각 두 개의 서로 다른 채널화 코드($C_{cp, 231a}, C_{cp, 231b}$)에 의해 역확산된다.

전용물리제어채널(DPCCH)에 대해 역확산하면 다음 식 6이 된다.

$$r(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i(n) \cdot C_{cp, 231a}(n) \cdot C_{cp, 231b}(n) \quad (6)$$

이 때 $C_{cp, 231a}$ 를 다음 식 7과 같이 정의하면, 다음 식 8이 된다.

$$C_{cp, 231a}(n) = \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_{cp} \cdot n) \quad (7)$$

이후 상기한 식 6을 상관블록에서 이동 평균(Moving average)한 후 $-j$ 를 곱하면 다음 식 9와 같은 채널 추정값이 구해진다.

$$\hat{h}_I(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(n+k) \cdot C_{cp, 231a}^*(n+k) \cdot C_{cp, 231b}^*(n+k) \quad (9)$$

다음 역확산된 전용물리데이터채널(DPDCH)의 데이터 심볼은 상기한 식 9의 채널 추정값에 공액(conjugation)을 취한 값으로 보상되기 때문에, 상기한 식 6에 $-j$ 를 곱하고 공액을 취하는 연산을 모두 고려하면 도 2의 복소 변환부(Re, Im exchange)에서의 연산과 동일하다.

전용물리데이터채널(DPDCH)에 대해 역확산하면 다음 식 10이 된다.

$$r(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i(n) \cdot C_{cp, 231a}(n) \cdot C_{cp, 231b}(n) \quad (10)$$

이 때 $C_{cp, 231b}$ 를 다음 식 11과 같이 정의하면, 다음 식 12가 된다.

$$C_{cp, 231b}(n) = \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_{cp} \cdot n) \quad (11)$$

$$C_{cp, 231b}^*(n) = \exp(-j \cdot 2\pi \cdot f_{cp} \cdot n) \quad (12)$$

상기한 식 9에 의해 구해진 전용물리데이터채널(DPDCH)에 대한 이동 평균(Moving average) 채널 추정값은 다음 식 13과 같이 모델링할 수 있다.

$$\hat{h}_I(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(n+k) \cdot C_{cp, 231a}^*(n+k) \cdot C_{cp, 231b}^*(n+k) \quad (13)$$

상기한 식 13에서 채널 추정 오차 $\hat{\epsilon}_k$ 는 사용되는 채널 추정 기법에 따라 달라지는 변수이다. 이 때 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)인 $\sigma_{\epsilon_k}^2$ 은 다음 식 14와 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{\epsilon_k}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

또한 상기한 식 13에서 전용물리데이터채널(DPDCH)의 왜곡을 보상하면 다음 식 15가 되며, 이 때 식 15의 $\hat{\epsilon}_k$ 의 평균은 다음 식 16이다.

$$\sigma_{\epsilon_k}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

$$\sigma_{\epsilon_k}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

p번째 다중경로에서의 신호성분 오차는 다음 식 17이 되며, 이때는 식 18과 같이 $\hat{\epsilon}_k$ 를 구해야 계산 가능하다.

$$\epsilon_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

$$\epsilon_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

상기한 식 18은 상기한 식 9의 이동 평균에 의해 채널을 추정하는 경우, 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)를 구하는 식이다.

이 경우에는 $R(j)$ 는 다음 식 19로 정의되는 상관 함수이다. 이때 $R(j)$ 에는 도플러 주파수 f_d 에 의한 채널 정보와 왜곡 성분이 반영된다.

$$\epsilon_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

이 때 채널 정보를 정확히 아는 이상적인 경우에 비트 오류율(BER : Bit Error Rate) P_b 는 다음 식 20과 같으며, 이는 채널의 지연에 따른 함수가 된다.

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2P_b}{1 + P_b}} \right)$$

이 때 ϵ_k 는 다음 식 21로 정의되는 p번째 다중경로의 평균 신호 대 잡음비율(SNR : Signal to Noise Ratio)이며, ϵ_k 는 다음 식 22이다.

$$\epsilon_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

$$\epsilon_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \epsilon_k^2$$

이상적인 경우가 아닌 일반적인 경우에는, 채널 추정에 의한 오차가 존재한다. 따라서 실제의 비트 오류율(BER)을 구하기 위해서는 채널 추정 오차에 의해 손실되는 신호 대 간섭 비율(SIR_{loss})을 계산하여 평균 신호 대 잡음 비율(SNR) ϵ_k 에 반영한다.

이상적인 경우는 채널 추정 오차 ϵ_k 가 0인 경우이므로, 손실되는 신호 대 간섭 비율(SIR_{loss})은 다음 식 23에 의해 계산된다.

$$SIR_{loss} = \frac{SIR_{loss, max}}{SNR_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2P_b}{1 + P_b}} \right)}$$

그러므로 각 다중경로의 ϵ_k 를 다음 식 24로 바꾸어 상기한 식 20에 반영하면 이동 평균에 의한 채널 추정

오차를 비트 오류율(BER)에 반영할 수 있다.

$$P_{\text{error}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

현재 36PP의 상향링크채널이 128kbps인 경우의 예를 들자면, 상기 나열된 식들에서 $(2K+1)$ 은 10비트가 되며, 전용물리제어채널(DPCCH)에 대한 확산인자(SF_c)는 256, 전용물리데이터채널(DPDCH)에 대한 확산인자(SF_d)는 8이 된다.

이 때 파일럿채널 대 데이터채널 전력비율(PDR) β 를 -6dB로 둔다면, 다음 식 25와 같은 관계가 성립한다.

$$\beta = \frac{P_{\text{Pilot}}}{P_{\text{Data}}}$$

결국 상기와 같이 제1 채널 추정부(100)에서는 파일럿만을 이용하여 이동 평균에 의한 각 핑거의 초기 채널 추정(1차 채널 추정)을 수행한 다음 1차 채널 추정에 의해 구해진 채널 추정값으로 데이터 심볼을 보상한다.

이 후 본 발명의 잠정 판정부(200)에서는 왜곡이 보상된 각 핑거의 데이터 심볼들을 잠정적으로(temporary) 판정(decision) 한다. 그 다음 제2 채널 추정부(400)에서는 각 핑거의 잠정 판정값을 데이터 심볼 복조의 기준으로 하여 해당 각 핑거의 데이터를 복조(demodulation)하고 복조된 데이터 심볼 및 파일럿 심볼을 동시에 이용하여 다시 2차 채널 추정을 수행한다.

이 때 식 15와 같이 초기 채널 추정에 의해 데이터 심볼을 보상한 후 잠정 판정(temporary decision)한 추정값은 다음 식 26이다.

$$\hat{y}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_k(n) \cdot \hat{h}_k(n)$$

여기서 \hat{y}_k 는 다음 식 27과 같은 확률을 갖는 랜덤 변수로 모델링이 가능하다.

$$\hat{y}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_k(n) \cdot \hat{h}_k(n) + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta_k(n) \cdot \hat{h}_k(n)$$

여기서 오류 확률 ϵ_k 는 다음 식 28과 같으며, 이 때의 평균 신호 대 잡음 비율(SNR) γ_k 는 식 29와 같다.

$$\epsilon_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta_k(n) \cdot \hat{h}_k(n)$$

$$\gamma_k = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}}}$$

여기서 ϵ_k 와 비트 오류율(BER)은 ϵ_k 의 함수가 되므로 본 발명에서는 잠정 판정의 정확도를 높이기 위한 방안을 제시한다.

기존에는 각 핑거들의 데이터 심볼들이 결합된 데이터 심볼을 이용하여 판정 오류를 감소시켰다. 이 때 잠정 판정(temporary decision)한 추정값 \hat{y}_k 에 의해 복조된 신호 \hat{x}_k 는 다음 식 30이며, 데이터 채널에 의한 채널 추정값은 식 31이다.

$$\hat{x}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{y}_k(n) \cdot \hat{h}_k(n)$$

$$\hat{h}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_k(n) \cdot \hat{h}_k(n)$$

여기서 한 슬롯당 전용물리제어채널(DPCCH)은 $(2K_c+1)$ 비트, 전용물리데이터채널(DPDCH)은 $(2K_d+1)$ 비트로 하면, 데이터채널 및 파일럿채널에 대한 새로운 채널 추정값은 다음 식 32가 된다. 여기서 파일럿채널에

대한 채널 추정값은 이미 언급된 식 9와 같다.

$$\hat{h}_k = \frac{\sum_{i=1}^{K_k} \hat{h}_{k,i}}{K_k} = \frac{\sum_{i=1}^{K_k} \left(\frac{1}{\sqrt{2K_k+1}} \sum_{j=1}^{2K_k+1} \hat{h}_{k,i,j} \right)}{K_k}$$

이 경우 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)인 σ_e^2 를 구하면, 비트 오류율을 정량 분석할 수 있다.

그러나 본 발명에서는 도 6에 보인 바와 같이 각 핑거의 잠정 판정값이 모두 일치하는 경우의 데이터 심볼만을 2차 채널 추정에 다시 이용하기 때문에, 식 26에 나타난 잠정 판정값은 기존과 동일하지만 d 는 다음 식 33과 같이 달라진다.

$$d = \begin{cases} 1 & \text{with probability } 1 - P_e \\ -1 & \text{with probability } P_e \end{cases}$$

여기서 P_e 는 K_k 개 핑거의 잠정 판정값이 모두 일치되는 확률이며, P_e 는 모든 핑거에서 오류가 발생하는 확률이다.

이 때 상기한 식 33에서와 같이 K_k 개의 핑거 모두에서 오류가 없을 확률과 모든 핑거에서 오류가 발생하는 확률(P_e)의 합으로 P_e 를 나타내면 다음 식 34와 같다.

$$P_e = \sum_{i=1}^{K_k} (1 - P_{e,i}) + P_{e,i}$$

여기서 $P_{e,i}$ 는 다음 식 35와 같다.

$$P_{e,i} = \sum_{j=1}^{K_k} (1 - P_{e,j}) + P_{e,j}$$

또한 상기 35식에서 $P_{e,i}$ 는 다음 식 36과 같다.

$$P_{e,i} = \sum_{j=1}^{K_k} (1 - P_{e,j}) + P_{e,j}$$

여기서 γ_k 는 상기한 식 21과 같이 나타낼 수 있는 p 번째 핑거의 평균 신호 대 잡음비율(SNR)이며, 한 슬롯당 전용물리채널(DPCC)은 $(2K_k+1)$ 비트, 전용물리데이터채널(DPDCH)은 $(2K_k+1)$ 비트라 할 때 $(2K_k+1)$ 비트의 데이터 심볼 중 K_k 개의 각 핑거에서 잠정 판정값이 모두 일치하는 비트의 개수 K_k 는 다음 식 37과 같다.

$$K_k = \sum_{i=1}^{K_k} (1 - P_{e,i}) + P_{e,i}$$

이에 따른 데이터채널 및 파일럿채널에 대한 새로운 채널 추정값은 다음 식 38이 된다. 여기서 파일럿채널에 대한 채널 추정값은 이미 언급된 식 9와 같다.

$$\hat{h}_k = \frac{\sum_{i=1}^{K_k} \hat{h}_{k,i}}{K_k} = \frac{\sum_{i=1}^{K_k} \left(\frac{1}{\sqrt{2K_k+1}} \sum_{j=1}^{2K_k+1} \hat{h}_{k,i,j} \right)}{K_k}$$

이 경우 식 14와 같이 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)인 σ_e^2 를 구하면, 비트 오류율을 정량 분석할 수 있다. 이 때 σ_e^2 는 P_e 와 P_e 의 함수가 된다.

예로써, 128kbps의 채널에 대해 정량 분석하면 도 8 및 도 9와 같다.

도 8 및 도 9의 각 예에서는 $A_k = A_k = 1$ 로 하였으며, 도 7에서와 같이 P_e 가 줄어들기 때문에 비트 오류율(BER)이 많이 생긴다.

도 7은 각 채널 추정 기법에 따른 잡정 판정값의 오차 비율을 나타낸 그래프로써, 도 7에 의하면 K_0 가 3 이상일 때 각 핑거들의 데이터 심볼들이 결합된 데이터 심볼을 이용하여 판정 오류를 감소시키는 기준과 달리 잡정 판정의 정확도가 높아짐을 알 수 있다.

또한 본 발명의 채널 추정 방법에 의한 시뮬레이션 결과는 이동 평균에 의한 채널 추정의 시뮬레이션 결과에 비해 0.5db 정도의 이득이 있다. 이는 도 8에서와 같이 정량 분석 결과에서도 이득이 있음을 알 수 있다.

특히 K_0 를 증가시키면 P_e 가 줄어듦과 역시 P_e 도 작아져, 잡정 판정값이 서로 일치하는 비트 수인 K_0 역시 감소한다. 따라서 본 발명에서는 적당한 K_0 값을 선정해야 하는데, K_0 값을 3으로 두는 것이 정량 분석 결과와 시뮬레이션 결과에서 모두 최적임을 알 수 있다.

발명의 효과

이상에서 설명된 본 발명의 채널 추정 방법 및 장치에 따르면, 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿 채널 및 데이터 채널을 동시에 채널 추정에 이용할 때, 본 발명에서와 같이 동일 타이밍의 잡정 판정값들이 서로 일치되는 해당 데이터 심볼을 이용하여 2차 채널 추정을 수행하므로 데이터 심볼을 보상하기 위한 잡정 판정의 정확도가 높아진다. 이에 따라 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 이용하여 계속 변해 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1. 다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 단계와, 상기 수행된 1차 채널 추정에 의한 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 잡정 판정값을 계산하는 단계와,

동일 타이밍에서 계산된 상기 각 잡정 판정값을 비교하는 단계와,

상기 비교 결과에서 서로 일치되는 동일 타이밍의 잡정 판정값들이 일정 비율 이상이 되는 해당 데이터 심볼을 이용하여 2차 채널 추정을 수행하는 단계로 이루어지는 것을 특징으로 하는 채널 추정 방법.

청구항 2. 제 1 항에 있어서, 상기 2차 채널 추정을 수행하는 단계는,

상기 비교 결과에서 동일 타이밍의 잡정 판정값들이 각 경로에 대해 모두 일치되는 해당 데이터 심볼을 이용하여 상기 2차 채널 추정이 수행되는 것을 특징으로 하는 채널 추정 방법.

청구항 3. 다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 제1 채널 추정부와,

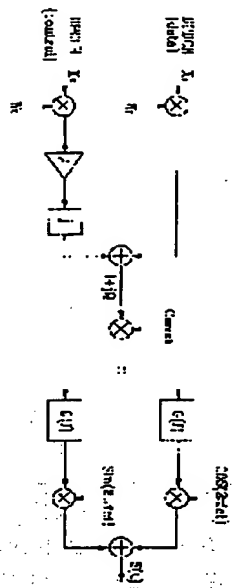
상기 제1 채널 추정부의 각 경로별 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 잡정 판정값을 계산하는 잡정 판정부와,

상기 잡정 판정부에서 계산된 각 잡정 판정값을 비교하여 동일 타이밍의 잡정 판정값들이 서로 일치되는 해당 데이터 심볼의 복조 기준을 출력하는 판정값 비교부와,

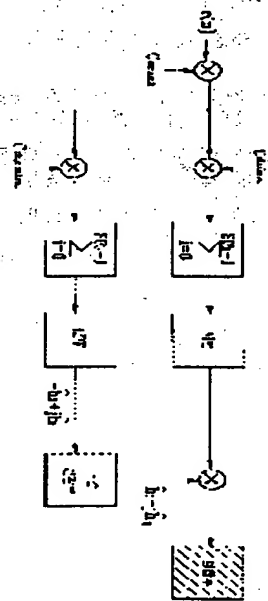
상기 판정값 비교부에서 제공된 복조 기준에 따라 해당 데이터 심볼을 복조하고, 이 복조된 데이터 심볼과 상기 파일럿 심볼과 함께 이용하여 2차 채널 추정을 수행하는 제2 채널 추정부로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 추정 장치.

도면

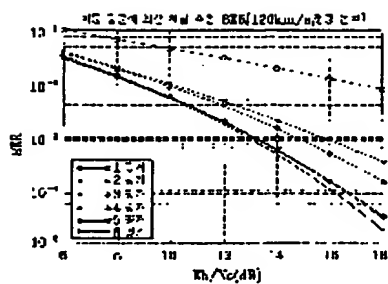
도면 1



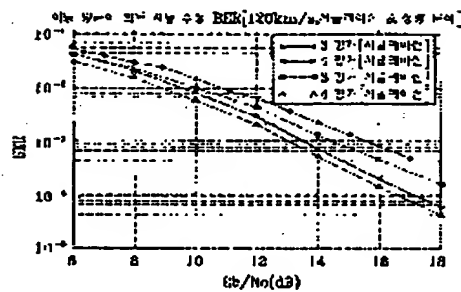
도면 2



도면3



도면4



도면5

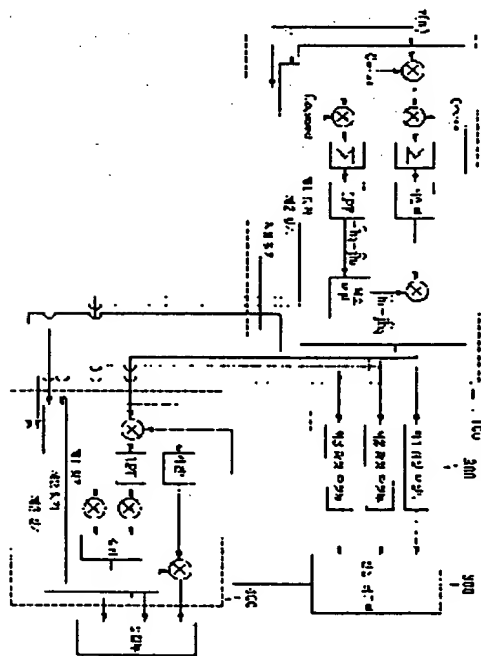


도표 6

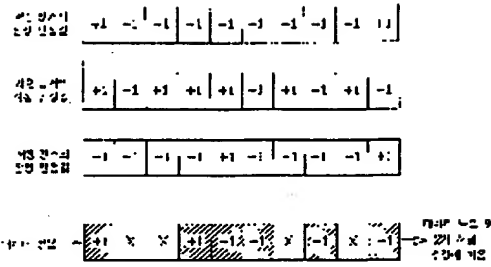


도표 7

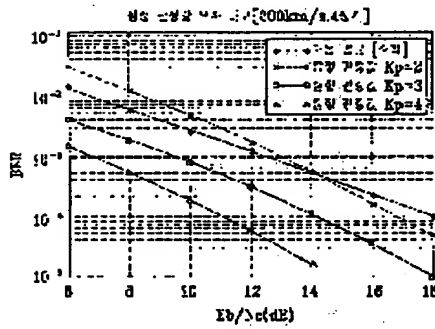
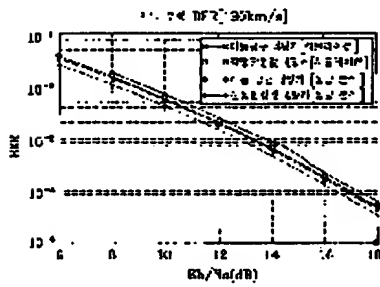
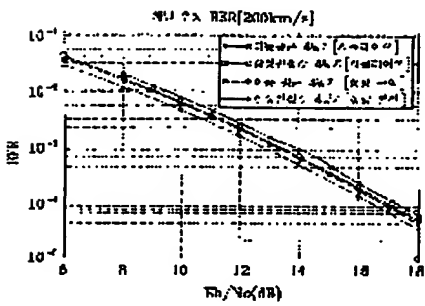


도표 8



도 10



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.